

Análise e Otimização de um Monopolo Espiral Horizontal

K. Q. da Costa, V. A. Dmitriev e C. L. da S. S. Sobrinho

Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Pará, Av. Augusto Corrêa nº 1, CEP 66075-900, CP 619, Belém-PA, Brasil

Resumo — Antenas espirais são conhecidas geralmente por possuírem alta faixa de casamento de impedância e polarização circular de radiação. Neste trabalho, é apresentada uma análise teórica de um tipo especial de antena espiral linear chamada de Monopolo Espiral Horizontal (MEH). As dimensões da antena foram otimizadas com o objetivo de se obter melhor casamento de impedância na faixa $0 < L_0/\lambda < 3$ (L_0 é o maior segmento reto da antena e λ o comprimento de onda). A análise numérica desta antena foi feita via um código MoM (Método dos Momentos) escrito em Matlab. Alguns resultados obtidos são comparados com resultados calculados pelo programa HFSS.

Palavras-chave — Antenas de banda larga, antenas lineares, antenas espirais, MoM.

I. INTRODUÇÃO

Antenas espirais são chamadas de antenas independentes da frequência, pois possuem características de diagrama de radiação e impedância de entrada que são praticamente constantes em uma larga faixa de frequências [1]. Alguns trabalhos clássicos sobre antenas espirais podem ser encontrados em [2]-[3]. Vários tipos de configurações de antenas espirais têm sido investigados [4]-[7].

Neste trabalho, é apresentada e analisada uma antena espiral linear especial chamada de Monopolo Espiral Horizontal (MEH). Esta antena é uma forma modificada daquela antena apresentada em [8], onde os autores utilizaram um monopolo espiral retangular com o plano da espiral colocado verticalmente em relação ao plano de terra. No presente trabalho, o plano da espiral é colocado em um plano paralelo ao plano de terra, isto foi feito com o objetivo de diminuir a altura total da antena em relação ao plano de terra. A análise desta antena foi feita numericamente por meio de um programa em MoM [9] escrito no Matlab. Os parâmetros calculados foram a impedância de entrada, a distribuição de corrente, a diretividade e o diagrama de radiação. Alguns resultados obtidos foram comparados com os resultados calculados pelo programa comercial HFSS.

II. DESCRIÇÃO DA ANTENA

O Monopolo Espiral Horizontal (MEH) é definido por uma espiral de forma retangular e com um único braço, onde o plano desta espiral situa-se horizontalmente acima do plano de terra. A alimentação é via cabo coaxial, sendo que este é conectado em uma das extremidades da espiral, conforme mostrado na Fig. 1.

K. Q. da Costa, karlocosta@yahoo.com.br, V. A. Dmitriev, victor@ufpa.br, C. L. da S. S. Sobrinho, leonidas@ufpa.br. Tel. +55-91-32111250 (www.deec.ufpa.br).

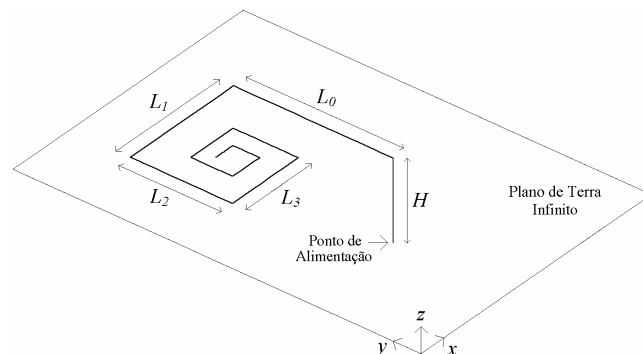


Fig. 1. Geometria do Monopolo Espiral Horizontal.

Dado um monopolo em forma de L, de altura H e segmento horizontal L_0 , um MEH é formado adicionando-se sucessivamente a este N_s segmentos retos e horizontais ao plano de terra, onde cada segmento adicionado forma um ângulo de 90° com o segmento anterior. O comprimento de um segmento genérico é dado por $L_n = (K_f)^n L_0$, com $n=1, 2, 3, \dots, N_s$, onde K_f é o fator de redução ($0 < K_f < 1$). Em resumo, os parâmetros que especificam um determinado MEH são: a altura H , o comprimento inicial L_0 , o fator de redução K_f e o número de segmentos adicionados N_s . O raio da seção transversal dos condutores a foi considerado constante na análise apresentada neste trabalho. Os monopolos analisados aqui são os que possuem os seguintes parâmetros: $K_f = 0,95; 0,9; 0,85; 0,8; 0,75$ e $0,7$, e $N_s = 1, 2, 3, 4$ e 5 . Nesta análise, fixou-se $H = 0,5L_0$.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Um programa baseado no Método dos Momentos [9] foi desenvolvido no Matlab 6 [10] para a análise das antenas MEHs. Foram analisadas todos aqueles MEHs cujos valores dos parâmetros são aqueles definidos na seção anterior. No total foram realizadas 66 simulações. O tempo de execução, utilizando um computador Pentium IV, de cada simulação foi em torno de 10 minutos. Nestas simulações, o comprimento H foi dividido em 10 segmentos de discretização e os comprimentos L_n ($n=0, 1, \dots, N_s$) foram divididos em 15 segmentos de discretização. Com estes valores obteve-se boa convergência dos resultados na faixa de análise $0 < L_0/\lambda < 3$.

Foram feitos dois tipos de análises para estas antenas. Uma para baixas frequências, onde foi considerado o intervalo $0 < L_0/\lambda < 1$, e outra para altas frequências, onde se considerou $0 < L_0/\lambda < 3$. No primeiro intervalo, as dimensões foram otimizadas para aumentar a largura de banda em frequências baixas. Os parâmetros calculados nesta análise são: a frequência central da banda de casamento, a distribuição de

corrente e o diagrama nesta frequência central, o coeficiente de reflexão e a diretividade na direção normal ao plano de terra. Na segunda análise, otimizou-se as dimensões da antena para melhorar o casamento de entrada. Os parâmetros calculados foram a impedância de entrada e a diretividade.

Antes de mostrar os resultados numéricos obtidos destas análises, a seguir é apresentada uma comparação dos resultados de cálculos de um MEH obtidos pelo programa desenvolvido e pelo programa HFSS. Os parâmetros e as dimensões do MEH utilizados no programa desenvolvido foram $K_f=0,8$; $N_s=4$, $L_0=40$ mm e $a=0,5$ mm. No HFSS, a seção vertical da antena foi modelada por um condutor cilíndrico de raio $a=0,5$ mm e os segmentos horizontais da antena foram modelados por fitas condutoras planares ao invés de um condutor cilíndrico. Utilizou-se a seguinte relação entre raio e fita equivalente $d=4a=2$ mm [1], onde d é a espessura da fita. As geometrias e as dimensões das antenas simuladas nos dois programas são mostradas na Fig. 2. A altura utilizada nas duas simulações foi $H=10$ mm.

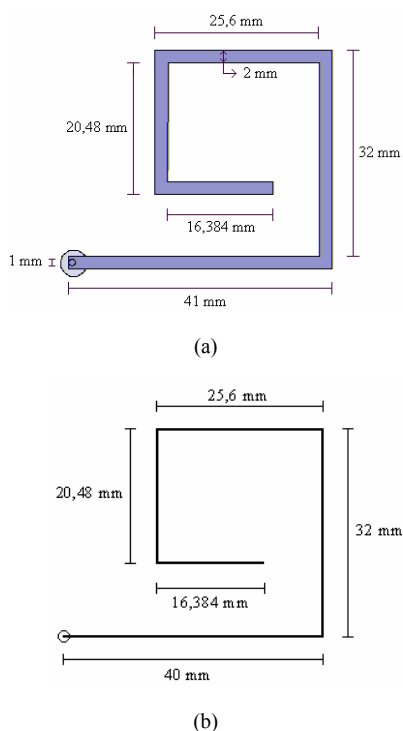


Fig. 2. Geometrias das antenas simuladas. (a) HFSS. (b) MoM desenvolvido.

As Figs. 3 e 4 mostram, respectivamente, os resultados da impedância de entrada ($Z_{in}=R_{in}+jX_{in}$) e da diretividade obtidos das simulações. As diretividades D_θ e D_ϕ (θ e ϕ são as coordenadas esféricas usuais) são na direção $+z$ e nos planos yz e xz (Fig. 1), respectivamente. No programa desenvolvido utilizou-se 10 segmentos de discretização em H e 15 em L_n ($n=0, 1, \dots, N_s$). Já no HFSS, a frequência de precisão superior utilizada foi 6 GHz. Observa-se boa concordância entre os dois resultados, sendo que a maior diferença é vista nos resultados de diretividade. Esta diferença ocorreu porque se calculou a diretividade D no programa escrito em Matlab e o ganho G no HFSS, ou seja, no primeiro não se considerou a perda por condução, e no segundo esta perda foi considerada.

Nos gráficos da Fig. 4, pode-se aproximar a diferença entre as curvas como sendo a eficiência de radiação e_{cd} , pois $G=e_{cd}D$ [1], onde $G=G_\theta+G_\phi$ e $D=D_\theta+D_\phi$. Outras fontes que podem ter afetado nos resultados são a diferença entre os métodos utilizados em cada programa (MoM no programa desenvolvido e Elementos Finitos no HFSS) e a geometria dos condutores utilizada em cada caso.

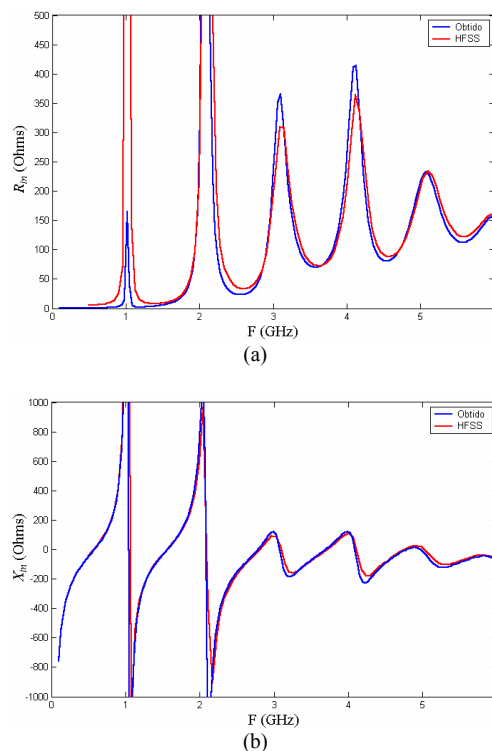


Fig. 3. Impedância de entrada. (a) parte real e (b) parte imaginária.

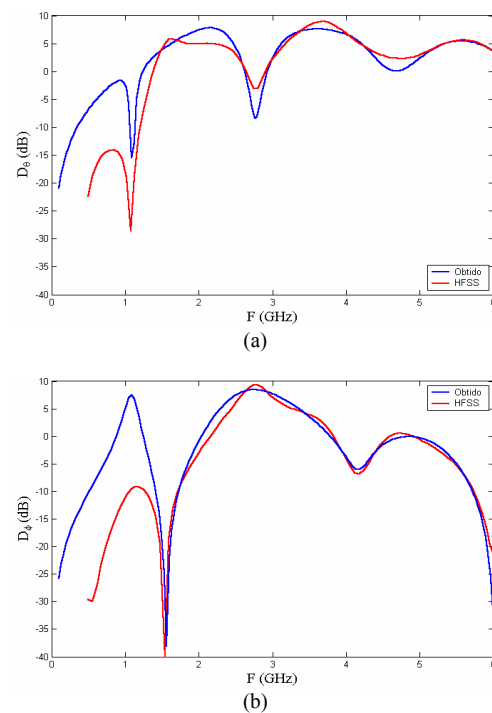


Fig. 4. (a) Diretividade D_θ (plano yz) e (b) D_ϕ (plano xz) na direção $+z$.

IV. ANÁLISE EM BAIXAS FREQUÊNCIAS

Nesta análise, as dimensões dos MEHs foram otimizadas de tal forma que se tenha maior faixa de frequência de casamento de impedância e menor valor da frequência central da banda. Foi observado desta análise que as antenas com valores de $H \geq 0,5L_0$ apresentaram melhor casamento de entrada, por isso foi fixado o valor $H=0,5L_0$ para todas as antenas. Observou-se também que estas antenas possuem melhor casamento de impedância quando se utiliza uma linha de alimentação com valor de impedância característica $Z_0=200$ Ohms. Esta linha foi utilizada como padrão para todas as antenas. Outro valor fixado nesta análise foi o raio dos condutores $a=L_0/200$.

A Tabela 1 mostra os quatro melhores resultados obtidos em termos de largura de banda percentual correspondente ao nível de -10 dB do coeficiente de reflexão. Esta tabela também apresenta o comprimento normalizado $L_{0_central}$ na frequência central da banda e os parâmetros geométricos das antenas.

TABELA I MELHORES RESULTADOS OBTIDOS DA ANÁLISE EM BAIXAS FREQUÊNCIAS ($H=0,5L_0$)

	MEH1	MEH2	MEH3	MEH4
K_f	0,95	0,90	0,90	0,85
N_s	3	3	4	4
$L_{0_central}$	$0,38\lambda$	$0,42\lambda$	$0,37\lambda$	$0,40\lambda$
B	31%	33%	31%	34%

A. Coeficiente de reflexão e diretividade

A Fig. 5 apresenta o resultado obtido de diretividade D e do coeficiente de reflexão $|\Gamma|=|(Z_{in}-Z_0)/(Z_{in}+Z_0)|$ da antena MEH4 da Tabela 1. Nesta figura é mostrado também, para comparação, o coeficiente de reflexão do monopolo em forma de L de dimensões H e L_0 . O valor da impedância da linha de alimentação utilizado neste monopolo em forma de L foi $Z_0=100$ Ohms. As diretividades mostradas nesta figura foram calculadas na direção $+z$ do plano yz , sendo que a componente D_θ está sobre o plano yz , e a componente D_ϕ está sobre o plano xz . Os resultados obtidos para as outras antenas da Tabela 1 (MEH 1, 2 e 3) são similares aos da Fig. 5.

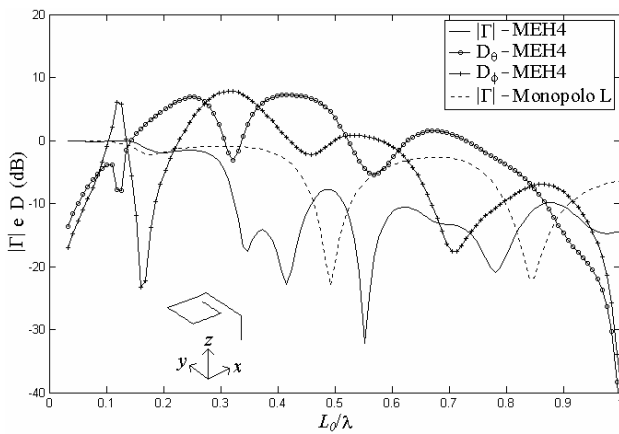


Fig. 5. Resultados de $|\Gamma|$ e D da antena MEH4 da Tabela 1.

Das curvas de $|\Gamma|$ apresentadas na Fig. 5, observa-se que o MEH4 possui nível de casamento menor que -10 dB em uma faixa de L_0 situada abaixo de $0,5\lambda$, ou seja, abaixo da frequência $f=c/(2L_0)$. Esta antena apresentou 34% de largura de banda nesta faixa. Já para o monopolo em forma de L, com as mesmas dimensões L_0 e H do MEH4, a largura de banda obtida foi 13,6% e a frequência central desta banda é em torno de $f=c/(2L_0)$. Destes resultados obtidos, pode-se concluir que os MEHs da Tabela 1 possuem largura de banda de aproximadamente 2,4 vezes maior que aquela do monopolo em forma de L que possui valores de L_0 e H iguais àqueles utilizados nos monopolos espirais.

Com relação aos resultados de diretividade apresentados na Fig. 5, observa-se que este MEH4 possui polarização aproximadamente circular em frequências próximas do centro da banda de casamento ($0,36\lambda$). Em frequências abaixo de $0,36\lambda$ a componente D_θ é predominante, e para as frequências acima deste valor a componente D_ϕ é predominante. Em resumo tem-se

- $D_\theta=D_\phi$ (No centro da banda);
- $D_\theta < D_\phi$ (Lado esquerdo da banda);
- $D_\theta > D_\phi$ (Lado direito da banda).

B. Distribuição de corrente

A Fig. 6 mostra a distribuição de corrente normalizada I_n ao longo dos condutores dos MEHs da Tabela 1. Estas correntes foram calculadas na frequência central da banda, a qual corresponde ao comprimento $L_{0_central}$ (Tabela 1). O eixo horizontal desta figura representa o comprimento normalizado l/L_0 ao longo do condutor de cada antena, sendo L_0 o maior segmento reto da antena (Fig. 1). O sentido do eixo horizontal mostrado nesta figura é da extremidade à fonte da antena, é devido a este sentido que se tem $I_n=0$ em $l/L_0=0$.

A partir do eixo l/L_0 desta figura e da Tabela 1, é possível determinar o comprimento total dos condutores de cada antena em termos do comprimento de onda da frequência central. Estes comprimentos dos MEHs 1, 2, 3 e 4 são $1,59\lambda$, $1,64\lambda$, $1,69\lambda$ e $1,67\lambda$, respectivamente.

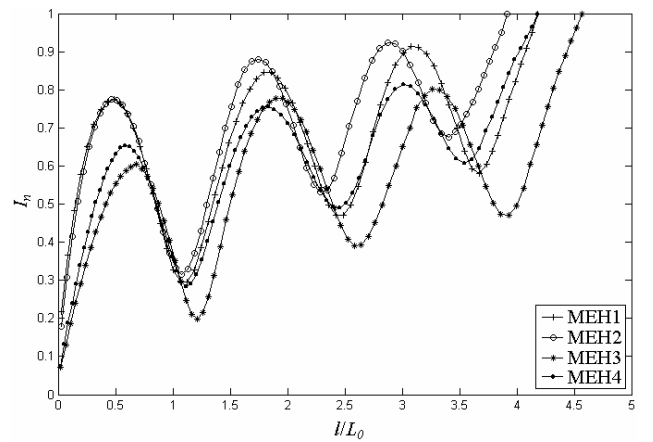


Fig. 6. Distribuição de corrente na frequência central da banda para os MEHs da Tabela 1.

C. Diagrama de radiação

A Fig. 7 mostra os diagramas de radiação do MEH1 da Tabela 1 calculados na frequência central da banda. Estes diagramas são de diretividade (dB) correspondentes as componentes de campo elétrico E_θ e E_ϕ na zona distante da antena, e estão sobre os planos xz ($\phi=0^\circ$) e yz ($\phi=90^\circ$).

Os diagramas dos monopolos MEH2, MEH3 e MEH4 foram calculados também. Observou-se que os MEHs 1 e 2 possuem polarização circular na frequência central da banda. Foi constatado também que na frequência central da banda do MEH 3 existe uma diferença em torno de 10 dB entre as polarizações E_θ e E_ϕ na direção normal ao plano de terra, e para o caso do MED 4, esta diferença é em torno de 5 dB. A característica de polarização aproximadamente circular para estas antenas é devido às suas geometrias, as quais possuem segmentos condutores em ambas as direções x e y , e pelas suas distribuições de corrente na frequência central (Fig. 6).

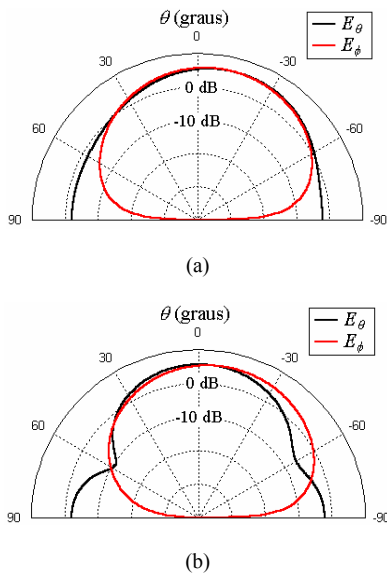


Fig. 7. Diagramas de radiação do MEH1 calculados em $L_{0_central}=0,38 \lambda$. (a) plano $\phi=0^\circ$. (b) plano $\phi=90^\circ$.

V. ANÁLISE EM ALTAS FREQUÊNCIAS

Esta seção apresenta os resultados numéricos da análise em alta frequência dos MEHs, em particular foi considerada a região $0 < L/\lambda < 3$. Nesta análise, foram fixados os seguintes valores $H=0,5L_0$ e $a=L_0/200$. Todas as antenas definidas na Seção II foram analisadas, sendo que se observou um comportamento similar, em termos de casamento de entrada com uma linha de 200 Ohms, entre estas antenas quando $N_s > 2$. A seguir são apresentados alguns resultados desta análise.

A. Impedância de entrada

Um exemplo de cálculo da impedância de entrada é mostrado na Fig. 8. Esta figura mostra Z_{in} do MEH com $N_s=3$, $K_f=0,7$; $H=0,5L_0$ e $a=L_0/200$. Para comparação, esta figura mostra também a impedância de entrada do monopolo

em forma de L com $H=0,5L_0$. Foram calculados também Z_{in} deste monopolo com diferentes valores de N_s . Observou-se que a medida que adiciona-se segmentos à antena em forma de L, os valores de R_{in} apresentam pouca variação em torno de 200 Ohms, e os valores de X_{in} oscilam em torno de zero. Observou-se também que em poucas iterações os resultados tendem convergir. A variação destes parâmetros é menor para a antena espiral em comparação com a antena em forma L

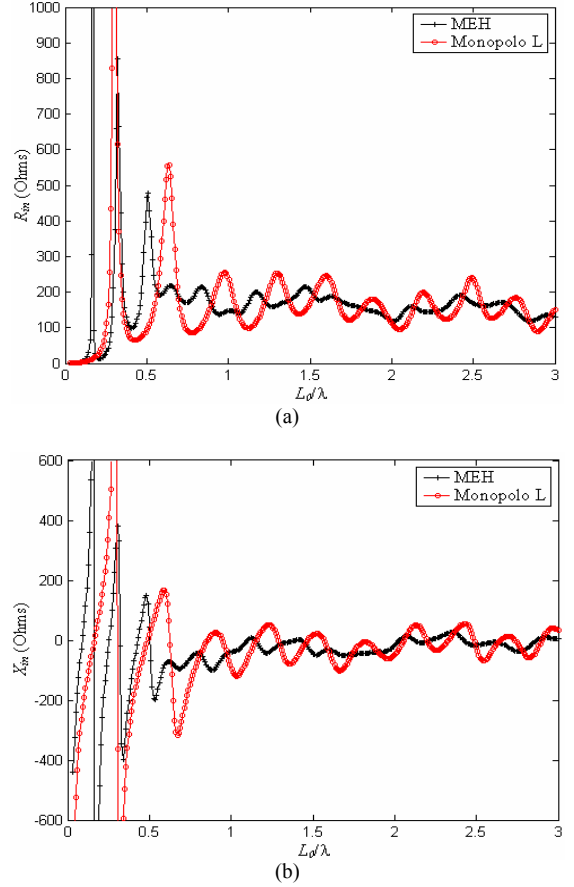


Fig. 8. Z_{in} do MEH ($K_f=0,7$ e $N_s=3$) e do monopolo em forma de L. (a) parte real e (b) parte imaginária

B. Coeficiente de reflexão e diretividade

Conforme mencionado antes, todos os monopolos analisados apresentaram bons casamentos de impedância com uma linha de $Z_0=200$ Ohms, na faixa $0 < L/\lambda < 3$, e com valores de N_s maiores que 2. A Fig. 9 mostra um exemplo de cálculo do coeficiente de reflexão de entrada ($|\Gamma|$ em dB) em função de L_0/λ . Observa-se deste exemplo que a partir de $L_0/\lambda=0,5$ o coeficiente de reflexão é $|\Gamma| < -10$ dB. Outros cálculos de $|\Gamma|$ para diferentes valores de K_f e N_s foram realizados e este mesmo comportamento foi observado. Verificou-se também que para valores altos de K_f , obtém-se uma faixa boa de casamento abaixo de $L_0/\lambda=0,5$. Estes são os casos preferíveis para operação em baixa frequência. Já as antenas com valores baixos de K_f não possuem bons casamento abaixo de $L_0/\lambda=0,5$.

As Figs. 10 e 11 mostram dois exemplos de cálculos da diretividade D (dB) na direção normal ao plano de terra (+z)

para dois MEHs. O plano em que elas foram calculadas foi o yz para D_θ e o xz para D_ϕ . Estas figuras apresentam também o coeficiente de reflexão do correspondente monopolo. Destas figuras, observa-se que os MEHs possuem maiores valores de diretividade nas frequências próximas de $L_0/\lambda=0,4$. Os valores de D_θ e D_ϕ nesta faixa estão em torno de 8 dB. Valores relativamente altos de D são também observados nas frequências próximas de $L_0/\lambda=1,5$ e $2,5$. Nas regiões próximas destas frequências ($L_0/\lambda=0,4; 1,5$ e $2,5$), obtém-se valores de $|\Gamma|$ mais baixos. Valores muito baixo de D são observados próximo de $L_0/\lambda=1$ e $L_0/\lambda=2$. Isto quer dizer que estas antenas não radiam muita potência na direção normal ao

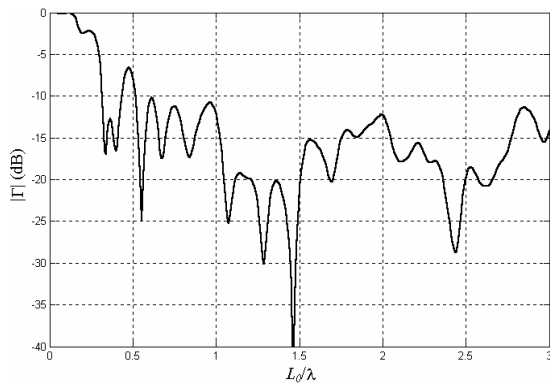


Fig. 9. Exemplo de $|\Gamma|$ de um MEH com $K_f=0,95$ e $N_s=3$.

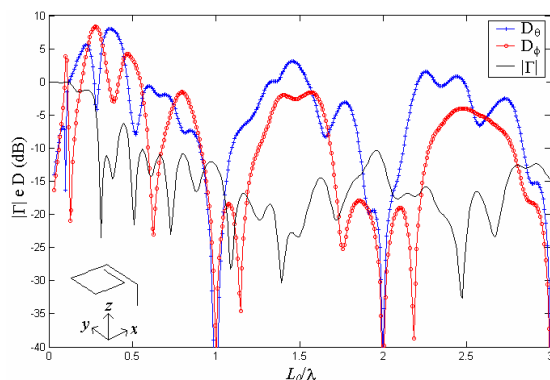


Fig. 10. Exemplo de cálculo da diretividade na direção $+z$ do MEH com $K_f=0,9$ e $N_s=4$. D_θ está no plano yz e D_ϕ no plano xz .

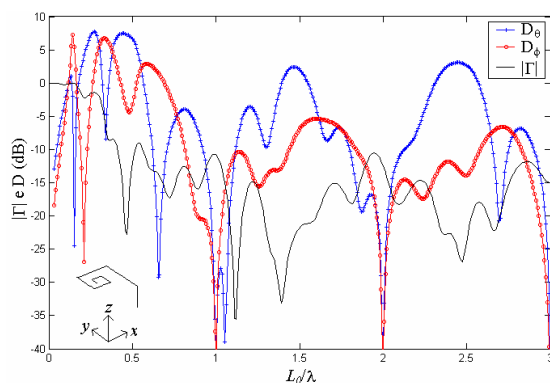


Fig. 11. Exemplo de cálculo da diretividade na direção $+z$ do MEH com $K_f=0,75$ e $N_s=6$. D_θ está no plano yz e D_ϕ no plano xz .

plano de terra nestas faixas. Observa-se também que, em média, os valores de D_θ são maiores que D_ϕ , isto pode ser explicado pelo fato do maior segmento da antena (L_θ) ser um dos segmentos responsáveis pela geração da polarização D_θ .

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise dos Monopolos Espirais Horizontais (MEHs) nas regiões de baixa e alta frequência. Dos resultados apresentados da análise em baixas frequências, observou-se que as antenas otimizadas da Tabela 1 apresentaram, em média, largura de banda de 32% quando casadas com uma impedância de alimentação de $Z_0=200$ Ohms. Estas antenas apresentaram também polarização aproximadamente circular em torno da frequência central da banda de casamento, sendo que os valores obtidos de diretividade nesta frequência estão entre 5 e 8 dB. Com relação a altura das antenas, verificou-se que os monopolos com valores de H a partir de $0,5L_0$ apresentam bons casamentos de impedância.

Na região de altas frequências ($0 < L/\lambda < 3$), todas as antenas analisadas possuíram características de antenas independentes da frequência, ou seja, banda larga de casamento. Os resultados mostraram que todas as antenas analisadas possuem em geral comportamento similar de casamento de impedância. Observou-se também que a partir de $N_s=3$, estas antenas apresentaram casamento de impedância abaixo de -10 dB para frequências $f > c/(2L_0)$.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Prof. Lacava (ITA) e ao seu aluno Daniel Nascimento pelas suas contribuições na realização de alguns cálculos obtidos pelo programa HFSS.

REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed., Ed. New York: John Wiley, 1997.
- [2] W. L. Curtis, "Spiral antennas", *IRE Trans. on Antennas and Propagat.*, pp. 298-306, May 1960.
- [3] J. A. Kaiser, "The archimedean two-wire spiral antenna", *IRE Trans. on Antennas and Propagat.*, pp. 312-323, May 1960.
- [4] S. K. Khamas, G. G. Cook, R. J. Waldron, R. M. Edwards, "Moment method analysis of printed single-arm wire spiral antennas using curved segments," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propagat.*, vol. 144, N4, pp. 261-265, August 1997.
- [5] H. Nakano, H. Yasui, J. Yamauchi, "Numerical analysis of two-arm spiral antennas printed on a finite-size dielectric substrate", *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 50, no. 3, pp. 362-370, March 2002.
- [6] E. Gschwendtner, W. Wiesbeck, "Ultra-broadband car antennas for communications and navigation applications", *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 51, N8, pp. 2020-2027, August 2003.
- [7] H. Nakano, K. Nogami, S. Arai, H. Mimaki, J. Yamauchi, "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector", *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. AP-34, N6, pp. 791-796, June 1986.
- [8] K. Q. da Costa, V. Dmitriev, C. Rodrigues, "Fractal spiral monopoles: theoretical analysis and bandwidth optimization", *2005 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, Brasília - DF, Brazil, July 24-28.
- [9] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, New York: Macmillan, 1968, pp. 62-81.
- [10] E. Y. Matsumoto, *Matlab 6: Fundamentos de Programação*, São Paulo: Editora Érica, 2001.